

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

(11) N° de publication :
(à utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 610 149

(21) N° d'enregistrement national : 87 00725

(51) Int Cl⁴ : H 02 M 3/156, 1/08.

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 22 janvier 1987.

(71) Demandeur(s) : SOCIETE ANONYME DE TELECOMMUNICATIONS (S.A.T.I.) — FR.

(30) Priorité :

(72) Inventeur(s) : Jean-Marc Warembourg.

(43) Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 30 du 29 juillet 1988.

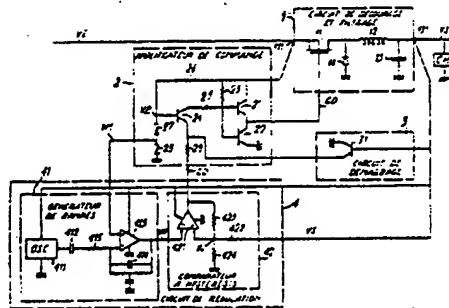
(73) Titulaire(s) :

(60) Références à d'autres documents nationaux appartenus :

(74) Mandataire(s) : Martinet et Lapoux.

(54) Convertisseur continu-continu à rendement élevé à faible charge.

(57) Convertisseur continu-continu à découpage comprenant un comparateur à hystéresis 42 inclus dans un circuit de régulation 4 pour commander un fonctionnement adapté à la charge CH du convertisseur. Le comparateur à hystéresis modifie la largeur et la fréquence d'impulsions de commande de découpage (CD) en fonction de la charge. Les impulsions de commande ont une fréquence sensiblement constante F et une largeur sensiblement proportionnelle à la charge lorsque celle-ci est supérieure à une valeur prédéterminée, et ont une largeur sensiblement constante et une fréquence variable F/N sensiblement inversement proportionnelle à la charge lorsque celle-ci est inférieure à la valeur prédéterminée. Le fonctionnement à fréquence variable réduit les pertes dues à des transferts d'énergie vers un condensateur de filtrage 13 d'un circuit de découpage et de filtrage 1 et contribue ainsi à améliorer le rendement à faible charge du convertisseur.



A1

FR 2 610 149 - A1

- 1 -

Convertisseur continu-continu à rendement élevé
à faible charge

La présente invention concerne de manière générale la régulation de tension par découpage et plus précisément des améliorations apportées aux convertisseurs de tension continu-continu à découpage en vue d'accroître le rendement à faible charge et de diminuer la consommation à vide.

Comparativement au dispositif de stabilisation classique à "transistor ballast", les convertisseurs continu-continu à découpage utilisés pour obtenir une tension continue stabilisée de sortie à partir d'une tension continue d'entrée d'amplitude supérieure ou inférieure à la tension de sortie offrent l'avantage d'un excellent rendement, de l'ordre de 80 %.

Toutefois, comme la plupart des dispositifs, le rendement d'un convertisseur continu-continu à découpage est optimal pour une charge nominale et ce rendement décroît plus ou moins rapidement lorsque la charge varie par rapport à la valeur nominale. Cet inconvénient est particulièrement gênant lorsqu'un dispositif électronique alimenté par le convertisseur ne présente pas une consommation constante en courant. Par exemple, pour un dispositif électronique tel qu'un terminal télématique pour réseau numérique à intégration de service (RNIS), sont prévus deux modes de fonctionnement, un mode de veille où la consommation est très faible et un mode "opérationnel" où la consommation est maximale. Les périodes de veille contribuent à diminuer sensiblement le rendement moyen du convertisseur, la consommation à vide des convertisseurs n'étant généralement pas négligeable.

Un convertisseur continu-continu à découpage de type connu régule la tension de sortie en modulant la durée d'impulsions de courant qui chargent, à travers une bobine, un condensateur de filtrage aux bornes duquel est connectée la charge. Le condensateur est chargé périodiquement à fréquence constante quelle que soit la charge.

Il apparaît souhaitable pour améliorer le rendement moyen d'un tel convertisseur de diminuer la fréquence des impulsions de courant en mode à faible charge et à vide. En effet, les pertes que

génèrent des transferts d'énergie vers le condensateur de filtrage à travers la bobine ne sont alors plus négligeables et il convient de minimiser la fréquence de ces transferts. De plus, pour améliorer la consommation à vide et le rendement à faible charge du convertisseur, il apparaît également souhaitable d'alimenter certains circuits du convertisseur à partir de la tension de sortie et non de la tension d'entrée.

La présente invention vise à fournir un convertisseur continu-continu à découpage ayant deux modes de fonctionnement afin d'obtenir un bon rendement dans une large gamme de puissance. Un premier mode correspond à des impulsions de courant ayant une durée variable et une fréquence constante pour des charges élevées. Un second mode correspond à des impulsions de courant ayant une durée constante et une fréquence variable, pour les faibles charges et le fonctionnement à vide.

A cette fin, un convertisseur continu-continu comprenant des moyens de commutation recevant une tension d'entrée continue, des moyens de découpage et filtrage de tension reliés aux moyens de commutation pour appliquer à une charge une tension de sortie continue et régulée, et des moyens de régulation recevant la tension de sortie pour produire des impulsions de commande commandant des fermetures des moyens de commutation, afin que les moyens de découpage et filtrage emmagasinent de l'énergie et restituent celle-ci à la charge en réponse à des fermetures et ouvertures des moyens de commutation, respectivement, est caractérisé en ce que les moyens de régulation comprennent des moyens pour modifier la largeur et la fréquence des impulsions de commande en fonction de la charge, afin que lesdites impulsions aient une fréquence sensiblement constante et une largeur proportionnelle à la charge lorsque ladite charge est supérieure à une valeur pré-déterminée, et aient une largeur sensiblement constante et une fréquence variable inversement proportionnelle à la charge lorsque ladite charge est inférieure à la valeur pré-déterminée.

Selon une réalisation préférée, un convertisseur selon l'invention pour l'alimentation d'un terminal dans un réseau RNIS présente, pour une tension d'entrée égale à 40 V et une tension de

sortie égale à 5 V \pm 5 %, un rendement qui reste supérieur à 25 % pour une puissance de sortie égale à 5 mW et qui atteint 83 % pour une puissance de sortie maximale égale à 800 mW. La consommation à vide du convertisseur reste limitée à 250 μ A sous 40 V de tension d'entrée.

D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'une réalisation préférée de l'invention en référence aux dessins annexés correspondants dans lesquels :

- 10 - La Fig. 1 est un bloc-diagramme détaillé d'un convertisseur continu-continu à découpage selon l'invention ;
- La Fig. 2 montre des formes d'onde de signaux relatifs à un fonctionnement à charge élevée du convertisseur ; et
- 15 - Les Fig. 3A et 3B montrent des formes d'onde de signaux illustrant le fonctionnement à faible charge ou à vide du convertisseur selon l'invention, comparativement à un convertisseur classique à fréquence fixe et durée d'impulsion de courant variable.

Les valeurs numériques qui sont données dans la description suivante correspondent à un convertisseur selon l'invention conçu pour fournir une tension continue stabilisée de sortie égale à 5 V \pm 5 % à partir d'une tension continue d'entrée pouvant être comprise entre 25 et 45 V. Ces valeurs numériques ne sont données qu'à titre d'exemple pour faciliter la compréhension des circuits fonctionnels inclus dans le convertisseur.

Comme montré à la Fig. 1, un convertisseur continu-continu selon l'invention comprend un circuit de découpage et filtrage 1, un amplificateur de commande 2, un circuit de démarrage 3, et un circuit de régulation 4.

30 Le circuit de découpage 1 est un circuit connu de type "step down" ou "abaisseur". Le circuit 1 est composé d'un transistor de commutation 11 de type VMOS à canal P, d'un filtre de type LC ayant une bobine 12 et un condensateur 13, et d'une diode de "roue libre" 14. Une tension continue d'entrée VE, comprise entre 25 et 45 V, 35 est appliquée à une source du transistor 11 via une borne d'entrée 111 du convertisseur. Une grille du transistor 11 reçoit de l'amplificateur de commande 2 des impulsions de commande de

- 4 -

découpage CD. Un drain du transistor 111 est relié à une borne de 5 sortie 131 du convertisseur à travers la bobine 12, et à une borne de référence portée à une tension de référence égale à 0 V, à travers la diode 14 polarisée en inverse. Le condensateur de 10 filtrage 13 est placé entre la borne de sortie 131 et la borne de référence et est en parallèle avec une charge CH. La borne de 15 sortie 131 délivre une tension continue de sortie VS inférieure à la tension d'entrée VE. Le transistor 11 assure de manière classique une fonction de commutateur pour fournir à l'entrée du filtre LC, à partir de la tension VE, des impulsions de courant destinées à maintenir le condensateur 13 chargé à la tension VS. Lors de l'ouverture du transistor-commutateur 11, la diode de roue libre 14 est en série avec la bobine 12. L'énergie emmagasinée dans la bobine 12 est ainsi pour faible partie récupérée dans le condensateur 13, et pour la majeure partie appliquée à la charge CH.

20 L'amplificateur de commande 2 est essentiellement destiné à accroître la vitesse de transition des impulsions de commande CD délivrées par le circuit de régulation 4 en des impulsions de 25 commande ayant une amplitude convenable et appliquées à la grille du transistor-commutateur 11.

Le circuit 2 comprend en sortie un amplificateur de type 30 push-pull fonctionnant en commutation et constitué de deux transistors bipolaires 21 et 22, de type NPN et PNP. Un collecteur du transistor 21 et un collecteur du transistor 22 sont connectés respectivement à la borne d'entrée 111 à la tension VE et à la 35 borne de référence. Un émetteur du transistor 21 et un émetteur du transistor 22 sont reliés ensemble à la grille du transistor-commutateur 11 et délivrent les impulsions de commande CD amplifiées. Des bases des transistors 21 et 22 sont reliées ensemble à la borne 111 à travers une résistance de polarisation 23, et à un collecteur d'un transistor bipolaire 24 à travers une résistance 25.

Le transistor 24 de type NPN a une base reliée à la borne 111 à travers une résistance de polarisation 26, et à la borne de référence à travers deux diodes de Zéner en série 27 et 28. Une cathode de la diode 27 est reliée à la base du transistor 24, et

une anode de la diode 28 est reliée à la borne de référence. Les diodes 27 et 28 sont identiques et présentent toutes deux une tension inverse d'avalanche approximativement égale à la demi-moyenne de la tension de sortie VS, soit 2,5 V. La base du 5 transistor 24 est ainsi polarisée à une tension continue stabilisée égale à $VB = 5$ V. Une tension continue stabilisée $VM = 2,5$ V obtenue à la cathode de la diode 28 est fournie par l'amplificateur de commande 2 au circuit de régulation 4. Un émetteur du transistor 24 reçoit à travers un résistance 29 les impulsions de commande CD 10 fournies par le circuit de régulation 4 et est relié à un émetteur d'un transistor bipolaire PNP 31 inclus dans le circuit de démarrage 3.

Le circuit de démarrage 3 a pour fonction de porter la tension de sortie VS à une valeur proche de la valeur nominale à la mise 15 sous tension du convertisseur. En effet, le circuit de régulation 4 étant alimenté par la tension de sortie VS, il est inactif à la mise sous tension lorsque cette tension VS est proche de la tension de référence et ne peut pas assurer la commande du transistor-commutateur 11, commande qui est alors assurée par le 20 circuit de démarrage 3.

Le circuit de démarrage 3 est constitué uniquement par le transistor 31. Une base et un collecteur du transistor 31 sont connectés à la borne de sortie 131 à la tension VS et à la borne de référence, respectivement. Le circuit de démarrage 3 est actif 25 uniquement à la mise sous tension du convertisseur pour fermer le transistor-commutateur 11 et porter ainsi rapidement la borne de sortie 131 à une tension continue voisine de la tension VS. A la mise sous tension, la borne de sortie 131 étant initialement à une tension proche de la tension de référence, le transistor 31 est 30 saturé et impose sur l'émetteur du transistor 24, dans le circuit de commande 2, un état logique "0" correspondant à une tension de l'ordre de 0,1 à 0,3 V. Le transistor 24 est saturé également ce qui a pour conséquence de porter la grille du transistor-commutateur 11 à une tension proche de la tension de 35 VE-10 V. Le transistor-commutateur 11 se ferme et délivre à travers la bobine 12 un courant de charge au condensateur 13 relié à la borne de sortie 131. Le transistor 31 du circuit de démarrage 3 se

bloque lorsque la tension VS à la borne de sortie 131 est au moins égale à 4 V. Le circuit de régulation 4 alimenté par cette tension devient actif, et l'état "fermé" ou "ouvert" du transistor commutateur 11 n'est alors déterminé que par les impulsions de commande CD. Une impulsion CD à l'état logique "0" commande la fermeture du transistor-commutateur 11. Entre deux impulsions CD, un état logique "1" correspondant à une tension proche de 5 V et délivré par le circuit de régulation 4 au circuit de commande 2 commande l'ouverture du transistor-commutateur 11.

Le circuit de régulation 4 est constitué d'un générateur de rampes 41 et d'un comparateur à hystérésis 42, tous deux alimentés par la tension de sortie VS.

Le générateur de rampes 41 comprend un oscillateur pilote 411 à fréquence constante $F=16$ kHz délivrant des signaux carrés à un intégrateur à travers un condensateur de liaison 412. L'intégrateur comprend essentiellement un amplificateur opérationnel 413, un condensateur 414 et une résistance d'entrée 415. L'amplificateur 413 reçoit à une entrée directe (+) la tension continue stabilisée $VM = 2,5$ V fournie par la cathode de la diode de Zénier 28 dans l'amplificateur de commande 2. De manière classique, le condensateur 414 est placé en contre-réaction entre une sortie de l'amplificateur 413 et une entrée inverse (-), et la résistance 415 relie l'entrée inverse au condensateur de liaison 412. La sortie de l'amplificateur 413 délivre un signal de référence VR représenté en haut de la Fig. 2. Le signal VR a une amplitude moyenne égale à $VM = 2,5$ V et est un signal triangulaire régulier ayant des rampes de tension alternativement à pente positive et pente négative dues à l'intégration des signaux carrés fournis par l'oscillateur 411. Ces rampes sont périodiques à la fréquence $F = 16$ kHz, et ont une amplitude crête-à-crête de 150 mV.

Le comparateur à hystérésis 4 est réalisé à l'aide d'un comparateur de tension 421 et de résistances 422, 423, et 424. Le comparateur 421 reçoit à une entrée inverse (-) le signal de référence VR, et à une entrée directe (+) reliée à la borne de sortie 131 à la tension VS, à travers la résistance 422. La résistance 423 est placée en réaction entre une sortie du comparateur 421 délivrant les impulsions de commande CD et l'entrée

- 7 -

directe du comparateur 421. La résistance 424 relie l'entrée directe précitée à la borne de référence et constitue avec la résistance 422 un pont de résistances divisant la tension VS. La sortie du comparateur 421 fournit un état logique "1" à l'amplificateur de commande 2 lorsqu'un signal V+ présent à l'entrée directe du comparateur 421 à une amplitude supérieure au signal de référence VR, et fournit un état logique "0" dans le cas contraire. Le signal V+ est égal à la somme d'une partie de la tension de sortie VS constituant une tension de retour et d'une partie du niveau de tension correspondant à un état logique délivré par la sortie du comparateur 421. Ainsi, dans le cas où les résistances 422 et 424 sont toutes les deux égales et où la résistance d'hystérésis 423 est de valeur élevée par rapport à ces dernières, le signal V+ peut être exprimé par l'équation suivante :

$$15 \quad V+ = (1/2)VS + (VH \text{ ou } 0)$$

où la tension VH est une fraction du niveau de tension à 5 V correspondant à l'état logique "1" en sortie du comparateur 421 et la tension 0 V correspond à l'état logique "0" en sortie du comparateur 421. Pour des résistances 422, 424, et 423 respectivement égales à 33,2 kOhm, et 2,2 MOhm, la tension VH est approximativement égale à 25 mV.

La Fig. 2 montre des formes d'ondes théoriques des signaux V+, VR, des impulsions CD, et de la tension VS, dans un régime de fonctionnement du convertisseur "à charge élevée", c'est-à-dire nettement supérieure à une valeur prédéterminée faible. Le fonctionnement du convertisseur est alors du type à impulsions modulées en durée (PDM), ce qui se traduit par des impulsions CD ayant des fronts avant descendants à fréquence constante $F = 16$ kHz et modulées en durée en fonction des variations de la charge CH du convertisseur. En haut de la Fig. 2 sont représentés, juxtaposés, les signaux V+ et VR évoluant tous deux au voisinage de la tension $VM = 2,5$ V = $(1/2)VS$. Entre deux impulsions de commande CD à l'état "0", représentées au milieu de la Fig. 2, le comparateur à hystérésis 42 délivre en sortie un état "1". L'amplitude du signal V+ est alors égale à $(1/2) VS + VH$ et est supérieure à l'amplitude du signal de référence VR. La tension de sortie VS chute progressivement sous l'effet de la charge CH et

- 8 -

entraîne une diminution de l'amplitude du signal V_+ . Lorsque l'amplitude du signal VR devient supérieure à l'amplitude du signal V_+ , sur une rampe de pente positive, le comparateur 421 délivre un état "0" correspondant à une impulsion CD, et l'amplitude du signal V_+ devient égale à $(1/2)VS$. Le transistor-commutateur 11 à l'état "fermé" commande la charge du condensateur 13 dans le circuit de découpage 1, et la tension VS augmente progressivement. L'amplitude du signal $V_+ = (1/2) VS$ augmente également jusqu'à atteindre et dépasser légèrement l'amplitude du signal VR , sur la rampe de pente négative succédant à la rampe précédente de pente positive. Le comparateur 421 commute à l'état "1", commande l'ouverture du transistor-commutateur 11, et l'amplitude du signal V_+ devient égale à $(1/2)VS + VH$. La tension de sortie VS décroît ensuite progressivement jusqu'à ce qu'intervienne une prochaine impulsion de commande CD.

Les Fig. 3A et 3B illustrent le fonctionnement du convertisseur dans un régime à faible charge ou à vide, comparativement au fonctionnement d'un convertisseur de même type mais dont le comparateur ne fonctionne pas selon un cycle d'hystérésis.

Dans la Fig. 3A sont représentées, juxtaposées, des formes d'ondes théoriques correspondant au signal de référence VR et à un signal V_+^a , ainsi que des impulsions de commande CD.

Le signal V_+^a est un signal produit à l'entrée directe du comparateur 421 dans le cas où la résistance d'hystérésis 423 est supprimée du montage. Le signal V_+^a est simplement égal à $(1/2) VS$ et n'est pas fonction de l'état logique de la sortie du comparateur 421. Le convertisseur fonctionne à vide, ou sous faible charge $CH = 0$, c'est-à-dire une charge inférieure à ladite valeur prédéterminée faible, et une impulsion de commande CD est produite en sortie du comparateur 421 à chaque fois que les signaux V_+^a et VR coïncident au voisinage d'une amplitude maximale du signal de référence VR , à la transition où une rampe de pente positive précède une rampe de pente négative. Le condensateur de filtrage 13 est chargé périodiquement sous la commande d'impulsions CD ayant une largeur minimale très petite. Le convertisseur fonctionne alors de manière analogue à un convertisseur classique, le commutateur 11

- 9 -

continuant à être actionné périodiquement comme dans un régime à charge élevée, et présente l'inconvénient d'un mauvais rendement à faible charge.

5 Dans la Fig. 3B sont représentées, toujours pour un même régime de fonctionnement à faible charge ou à vide, des formes d'ondes théoriques des signaux VR et V+, ainsi que les impulsions de commande CD pour un convertisseur selon l'invention comprenant un comparateur à hystérésis 42, la résistance 423 étant présente.

10 Une impulsion de commande CD est produite en sortie du comparateur 421 à chaque fois que les signaux VR et V+ coïncident au voisinage de l'amplitude maximale du signal VR. A la fin d'une impulsion CD, lorsque la sortie du comparateur 421 commute d'un état "0" à un état "1", l'amplitude du signal V+ devient égale à $(1/2) VS + VH$ et est alors sensiblement supérieure, de l'ordre de 15 $VH \approx 25 \text{ mV}$, à l'amplitude maximale du signal de référence VR. Une prochaine impulsion CD n'intervient qu'après une durée N/F, N étant un entier augmentant lorsque la charge CH du convertisseur diminue. Lorsque la tension VS décroît suite à la décharge du condensateur 13, le front avant descendant de la prochaine impulsion correspond 20 à une amplitude du signal V+ égale à nouveau à celle du signal VR. Les impulsions de commande CD interviennent donc à fréquence variable en fonction de la charge du convertisseur. Pour un fonctionnement à vide, la durée ou la fréquence F/N des impulsions CD peut être minimisée en ajustant la résistance d'hystérésis 423 à 25 une valeur ohmique donnée.

- 10 -

REVENDICATIONS

1 - Convertisseur continu-continu comprenant des moyens de commutation (11) recevant une tension d'entrée continue (VE), des moyens de découpage et filtrage de tension (1) reliés aux moyens de commutation pour appliquer à une charge (CH) une tension de sortie continue et régulée (VS), et des moyens de régulation (4) recevant la tension de sortie pour produire des impulsions de commande (CD) commandant des fermetures des moyens de commutation (11), afin que les moyens de découpage et filtrage emmagasinent de l'énergie et restituent celle-ci à la charge en réponse à des fermetures et ouvertures des moyens de commutation, respectivement, caractérisé en ce que les moyens de régulation (4) comprennent des moyens (42) pour modifier la largeur et la fréquence des impulsions de commande (CD) en fonction de la charge (CH), afin que lesdites impulsions aient une fréquence sensiblement constante (F) et une largeur sensiblement proportionnelle à la charge lorsque ladite charge est supérieure à une valeur prédéterminée (Fig. 2), et aient une largeur sensiblement constante et une fréquence variable (F/N) sensiblement inversement proportionnelle à la charge lorsque ladite charge est inférieure à la valeur prédéterminée.

2 - Convertisseur conforme à la revendication 1, caractérisé en ce que la fréquence variable (F/N) est sensiblement égale au quotient de la division de la fréquence constante (F) par un nombre entier (N).

3 - Convertisseur conforme à la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que lesdits moyens pour modifier (42) comprennent des moyens (422, 424) pour diviser la tension de sortie (VS) en une tension divisée ((1/2) VS), et un comparateur à hystérisis (421, 423) ayant une première entrée recevant un signal de référence périodique (VR) ayant des rampes montantes et descendantes récurrentes à la fréquence constante (F) autour d'une tension continue régulée (VM), et une deuxième entrée recevant la tension divisée ((1/2) VS) pour produire en sortie lesdites impulsions de commande (CD).

4 - Convertisseur conforme à l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que les moyens de

régulation (4) sont alimentés par la tension de sortie continue régulée (VS).

5 - Convertisseur conforme à la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de démarrage (3) pour produire à la mise sous tension du convertisseur, un état logique déterminé ("0") appliquée aux moyens de commutation (11) afin de commander l'emmagasinage d'énergie dans les moyens de découpage et filtrage (1) jusqu'à ce que la tension continue régulée (VS) atteigne une valeur proche d'une valeur nominale.

10 6 - Convertisseur conforme à la revendication 5, caractérisé en ce que lesdits moyens de démarrage (3) comprennent un transistor (31) ayant une première électrode connectée à une borne de sortie (131) du convertisseur délivrant la tension de sortie (VS), une seconde électrode connectée à une borne de référence (0 V), et une 15 troisième électrode délivrant ledit état logique déterminé ("0") à la mise sous tension du convertisseur.

1/3

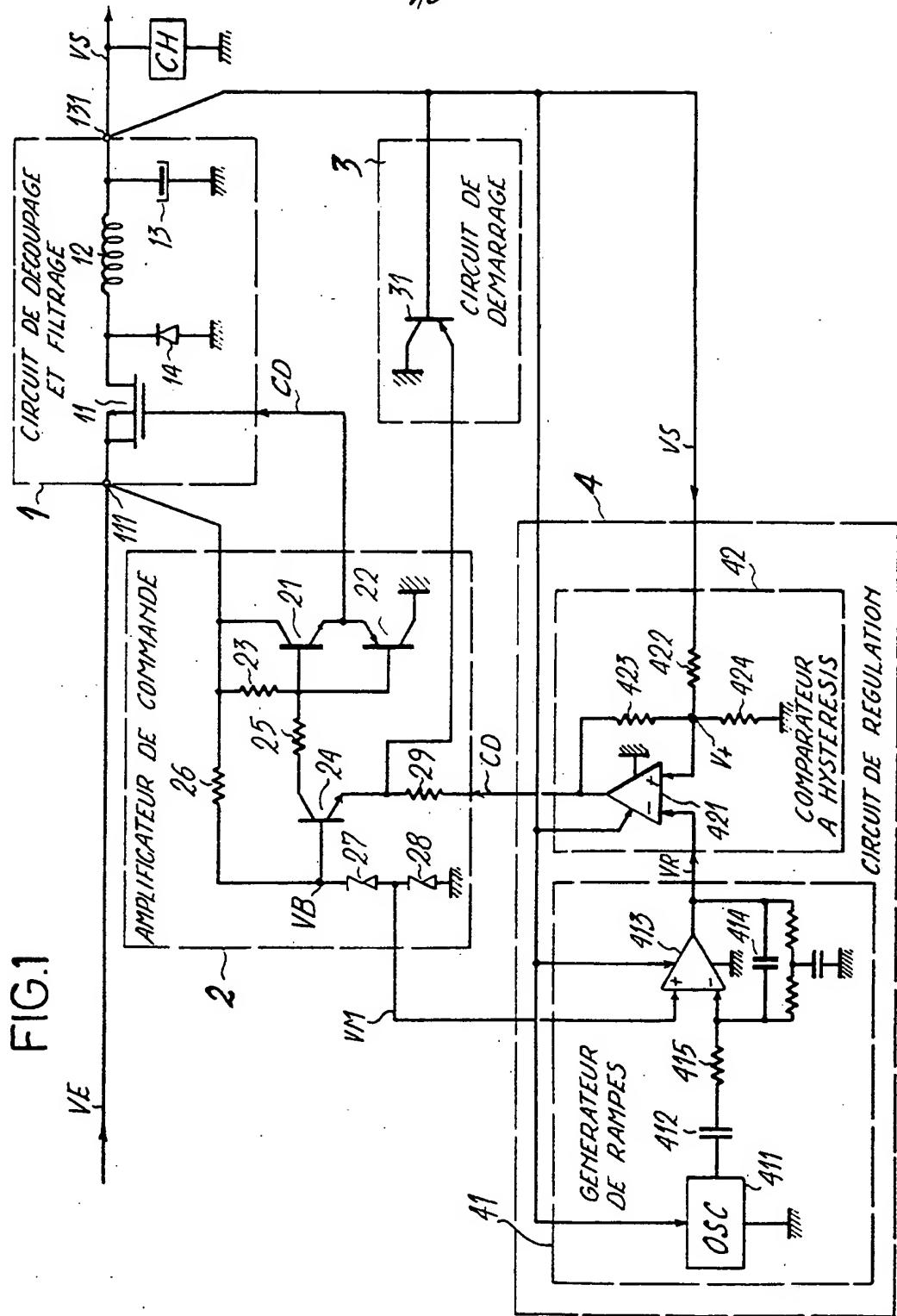
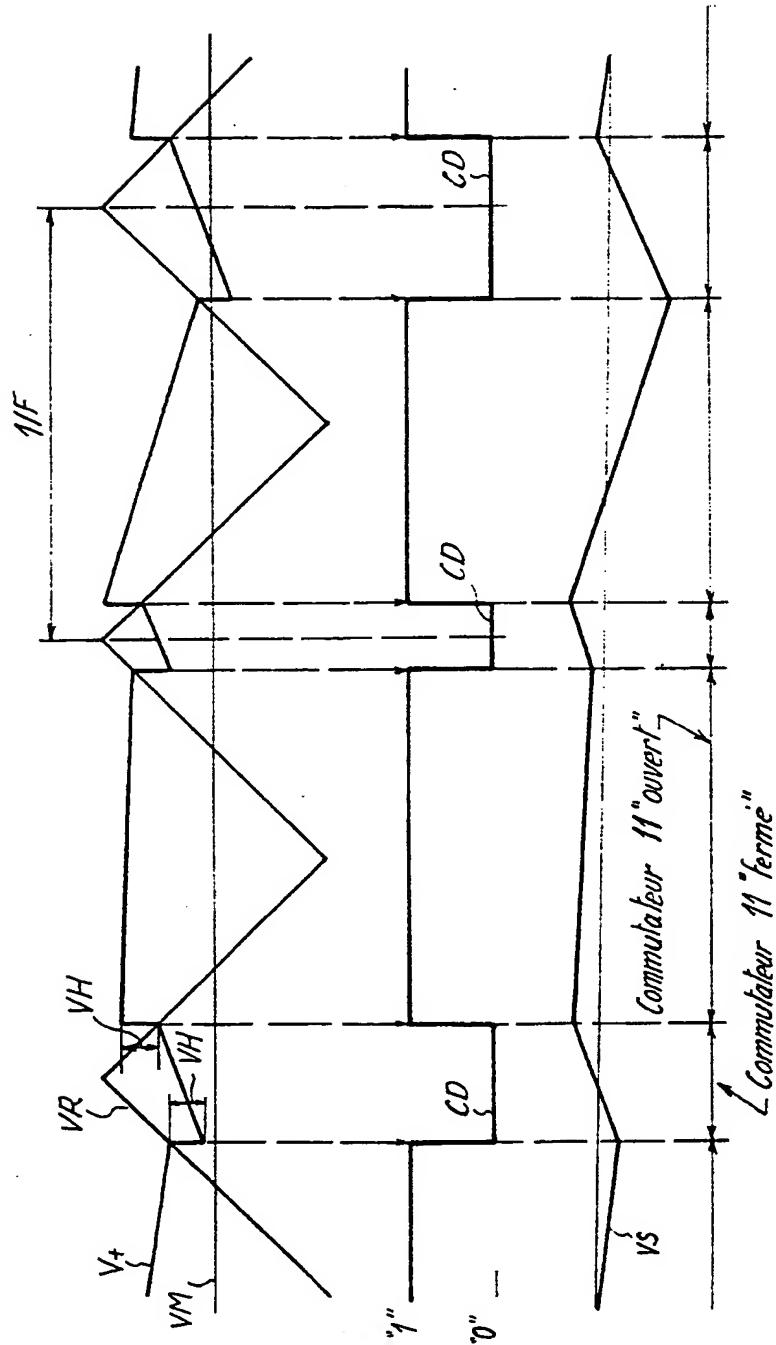


FIG 1

FIG. 2

2610149

2/3



2610149

3/3

FIG. 3A

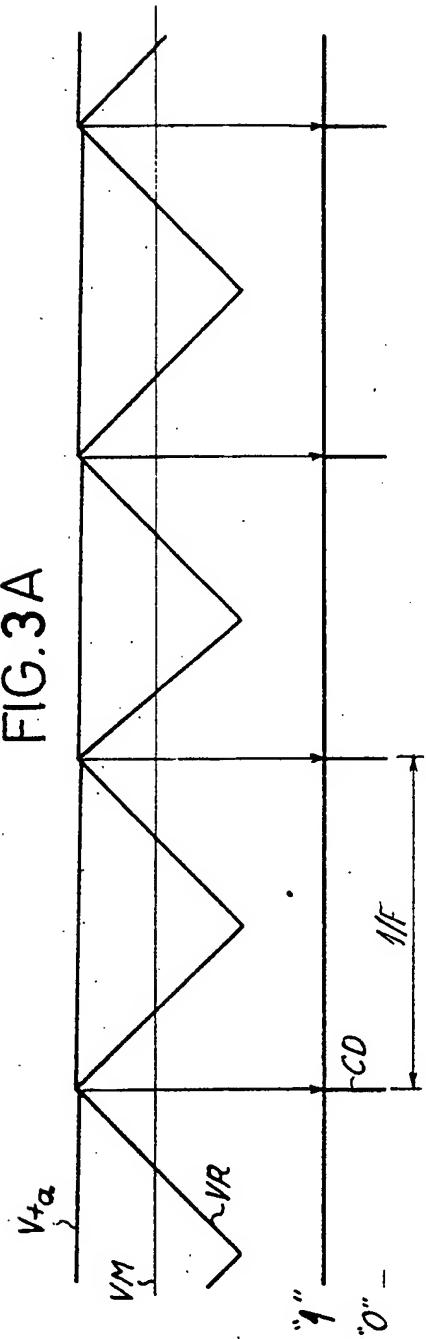


FIG. 3B

